

1/5/5 (Item 5 from file: 351)

DIALOG(R) File 351:Derwent WPI

(c) 2006 The Thomson Corporation. All rts. reserv.

0011217211 - Drawing available

WPI ACC NO: 2002-156330/200221

XRPX Acc No: N2002-118945

Complementary metal-oxide-semiconductor image sensor with extended dynamic range such as an active or passive pixel image sensor integrating charges created by incident photons

Patent Assignee: EASTMAN KODAK CO (EAST); GUIDASH R M (GUID-I)

Inventor: GUIDASH R M

Patent Family (7 patents, 29 countries)

Patent	Application
Number	Kind Date Number
EP 1096789	A2 20010502 EP 2000203610
JP 2001169184	A 20010622 JP 2000320507
KR 2001060209	A 20010706 KR 200062901
US 6486504	B1 20021126 US 1999426870
US 20030020100	A1 20030130 US 1999426870
	US 2002236826
TW 485620	A 20020501 TW 2000117437
US 6680498	B2 20040120 US 1999426870
	US 2002236826

Priority Applications (no., kind, date): US 2002236826 A 20020906; US 1999426870 A 19991026

Patent Details

Number	Kind	Lan	Pg	Dwg	Filing Notes
EP 1096789	A2	EN	19	9	
Regional Designated States, Original: AL AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR					
IE IT LI LT LU LV MC MK NL PT RO SE SI					
JP 2001169184	A	JA	14		
US 20030020100	A1	EN			Division of application US 1999426870
TW 485620	A	ZH			
US 6680498	B2	EN			Division of application US 1999426870
					Division of patent US 6486504

Alerting Abstract EP A2

NOVELTY - A metal-oxide-semiconductor sensor includes a photo-detector (12), the charge from which and from a floating diffusion (18) are added in the charge domain on floating diffusion and a pixel (10) is reset by transferring charge from the photo-detector to the floating diffusion by activating a transfer gate (16). Excess charge on the photo-detector spills to the floating diffusion and will be swept through a reset gate (17) to a reset drain (19), leaving the floating diffusion at the threshold voltage. The effective pixel signal level is determined from the difference of the two reset levels.

DESCRIPTION - AN INDEPENDENT CLAIM is included for a method of using an image sensor.

USE - Converting light into an electric charge.

ADVANTAGE - Increased dynamic range of sensor.

DESCRIPTION OF DRAWINGS - The drawing shows a sensor

12 Photo-detector

18 Floating diffusion

10 Pixel

16,17 Transfer and reset gates

Title Terms/Index Terms/Additional Words: COMPLEMENTARY; METAL; OXIDE; SEMICONDUCTOR; IMAGE; SENSE; EXTEND; DYNAMIC; RANGE; ACTIVE; PASSIVE; PIXEL; INTEGRATE; CHARGE; INCIDENT; PHOTON

Class Codes

International Classification (Main): H01L-027/00, H01L-027/14, H01L-029/768, H04N-003/15, H04N-005/30, H04N-005/335
(Additional/Secondary): H01L-021/00, H01L-027/146

US Classification, Issued: 257222000, 438075000, 257222000, 257223000,
257723000, 257222000, 257223000

File Segment: EPI;

DWPI Class: U13; W04

Manual Codes (EPI/S-X): U13-A01; W04-M01B5

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-169184

(P2001-169184A)

(43)公開日 平成13年6月22日 (2001.6.22)

(51)Int.Cl.⁷
H 0 4 N 5/335
H 0 1 L 27/146

識別記号

F I
H 0 4 N 5/335
H 0 1 L 27/14

テ-マコ-ド(参考)
E
P
A

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全14頁)

(21)出願番号 特願2000-320507(P2000-320507)
(22)出願日 平成12年10月20日 (2000.10.20)
(31)優先権主張番号 09/426870
(32)優先日 平成11年10月26日 (1999.10.26)
(33)優先権主張国 米国 (U.S.)

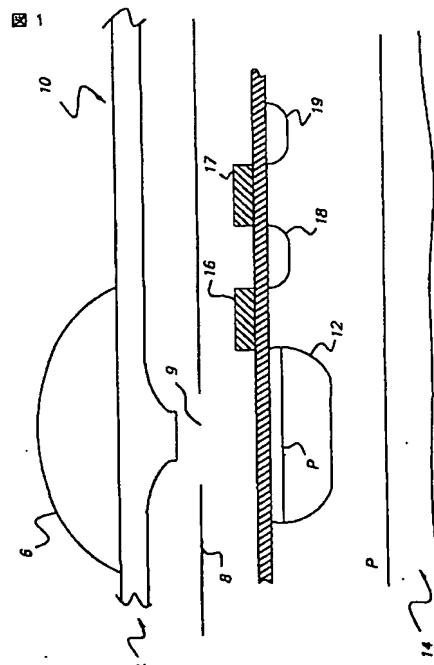
(71)出願人 590000846
イーストマン コダック カンパニー
アメリカ合衆国, ニューヨーク14650, 口
チエスター, ステイト ストリート343
(72)発明者 ロバート マイケル ガイダッシュ
アメリカ合衆国, ニューヨーク 14618,
ロチエスター, アントラーズ ドライブ
460
(74)代理人 100077517
弁理士 石田 敬 (外4名)

(54)【発明の名称】 拡大されたダイナミックレンジを有するCMOSイメージセンサ

(57)【要約】

【課題】 低ノイズ、小さな画素、単一フレーム読出しと、融通性の高い伝達閾数を維持しながら、ダイナミックレンジを拡大する。

【解決手段】 光検出器からブルームする電荷を、光検出器の積分時間とは無関係に制御される時間期間の間に積分し、この収集されたブルーミング電荷を画素の読出しにおける光検出器信号電荷に加える。また、高い照度レベル下のCMOS APSの読出しに関連した、光レベルの増大に伴って漸減する信号の挙動を利用することによって、ダイナミックレンジの拡大を実現する。これは、リセットとリセットレベル測定との間の異なる経過時間を有する2つのリセットレベルのサンプルを採取し、それによって2つの異なる有効リセットレベル積分時間を提供することによって行われる。この2つの測定リセットレベルを比較し、光検出器の物理的飽和信号を越える光検出器の有効信号レベルを求める。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 X-Yアドレス指定可能MOSイメージセンサであって、X-Yアドレス指定可能MOSイメージセンサを形成する画素アレイを有する半導体MOSセンサであって、前記X-Yアドレス指定可能MOSイメージセンサは、予め決められた電位レベルに光検出器電位を調整するリセット機構を有する光検出器を複数の画素の中の各々の画素が有するように、前記複数の画素を有する、半導体MOSセンサと、
 リセットとリセットレベル測定との間の2つの異なった経過時間を使用して複数のリセットレベルを測定する手段と、
 リセットレベルの間の差を求めるために前記測定手段を作動的に接続されている比較回路と、
 前記光検出器の有効信号レベルを識別するために使用される予め決められた伝達閾数のセットと、
 光検出器の累積光の範囲に対して前記伝達閾数のどれが適用可能であるかを前記差から求める手段と、
 前記光検出器からの電荷の読み出しに対して前記伝達閾数を適用するために前記測定手段に応答する手段とを含むX-Yアドレス指定可能MOSイメージセンサ。

【請求項2】 ダイナミックレンジを拡大するためにX-Yアドレス指定可能MOSイメージセンサを使用する方法であって、
 予め決められた電位レベルに光検出器電位を調整するリセット機構を有する光検出器を複数の画素の中の各々の画素が有するように形成されている、複数の画素を有する行列の形に形成されている画素アレイを有する半導体イメージセンサを、X-Yイメージセンサとして提供する段階と、
 リセットとリセットレベル測定との間の2つの異なった経過時間を使用して前記複数の画素の各々に関して複数のリセットレベルを測定する段階と、

前記リセットレベルの間の差を求めるために前記測定リセットレベルを比較する段階と、
 予め決められた伝達閾数のセットを前記差に適用する段階と、
 前記光検出器に入射している光の量を前記適用段階から求める段階とを含む方法。

【請求項3】 X-Yアドレス指定可能MOS撮像システムであって、
 半導体上に形成されている能動画素センサを有する半導体と、
 前記能動画素センサ内に形成されている画素アレイであって、複数の画素の中の各画素が、光検出器と、前記光検出器を出力バスに選択的に接続するように作動的に接続されているトランジスタとを含むように、前記複数の画素が形成されている画素アレイと、
 前記光検出器の信号レベルを求めるために使用される予め決められた伝達閾数のセットと、

2

前記センサに複数のリセットを適用し、前記リセットレベルの間の差が存在するかどうかを判定するために前記リセットレベルを比較する手段と、
 前記差が存在する場合に、前記測定された信号出力に対して前記伝達閾数のどれが適用可能であるかを識別するために、前記比較手段に対して応答する手段と、
 前記適用された伝達閾数から光の強さを求める手段とを含むX-Yアドレス指定可能MOS撮像システム。

【発明の詳細な説明】

10 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は半導体イメージセンサに関し、さらに特に、拡大されたダイナミックレンジを有する能動画素イメージセンサ（APS）または受動画素イメージセンサ（PPS）に関する。

【0002】

【従来の技術】APSは、各々の画素が光感知手段と少なくとも1つの他の能動素子との両方を含むソリッドステートイメージセンサであり、信号（電圧信号または電流信号）に変換される電荷を生じさせる。この信号は、

20 画素のフォトサイト（photosite）に入射する光の量を表す。画像感知装置のダイナミックレンジ（DR）は、センサのrmsノイズレベル（ σ_{noise} ）に対する、一般的には飽和信号（ V_{sat} ）と呼ばれる有効最大検出可能信号レベルの比率として定義されている。これを次の等式1で表わされる。

【0003】

等式1： ダイナミックレンジ = V_{sat} / σ_{noise} 。

入射光子（incident photon）によって発生させられる電荷を積分する電荷結合素子（CCD）のようなイメージセンサ素子は、収集されて特定のフォトサイトに保持されることが可能な電荷の量（ V_{sat} ）によって制限されるダイナミックレンジを有する。例えば、あらゆる特定のCCDにおいて、画素内で収集され検出されることが可能な電荷の量は画素面積に比例している。したがって、メガピクセル形ディジタルスチールカメラ（DSC）で使用される市販の素子の場合には、 V_{sat} を表す電子の個数が電子約13,000個から約20,000個である。入射光が非常に明るく、画素または光検出器において保持されることが可能な電子の個数よりも多くの電子を発生する場合には、これらの過剰な電子が画素内のブルーミング防止（anti-blooming）手段によって抜き取られ、したがって、飽和信号の増加の原因にはならない。したがって、最大検出可能信号レベルは、光検出器または画素の中に保持されることが可能な電荷量に制限される。DRは、さらに、センサノイズレベル σ_{noise} によっても制限されている。 V_{sat} に対する制限のせいで、 σ_{noise} を非常に低いレベルに低下させるために、CCDに関して様々な研究が行われてきた。一般的には、市販のメガピクセルDSC装置は1

40 000:1以下のDRを有する。

【0004】APS装置の場合にも、同様のDRの制限が存在する。V_{...} は、光検出器内に保持され隔離されることが可能な電荷の量によって制限されている。過剰な電荷は失われる。APSの画素内の能動素子が光検出器のための使用可能面積を制限するので、および、低い電圧供給とクロックとがAPS装置内で使用されるので、この問題点はCCDに比較してAPSの場合に一層深刻となる可能性がある。これに加えて、APS装置はイメージセンサシステムをトップ上に実現するために使用されてきたので、CCDには存在しない、タイミングと制御とA/D変換とのようなAPS装置上で使用されるディジタルおよびアナログ回路が、CCDに比較して著しく高いノイズ下限(noise floor)をAPS装置にもたらす。これは、より高い時間ノイズと、おそらくはオンチップA/Dコンバータからの量子化ノイズとに起因している。

【0005】半導体イメージセンサ技術では、APSとPPSの両方に関してダイナミックレンジの拡大を実現する多数の発表が存在する。これらは、(1)米国特許第5,650,643号でKonumaによって教示されているような、閾値に達するクロック周期数の測定と、

(2) Orly Yadid-Pecht他によって、the 1997 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensors; paper#R15で発表された "Wide Intrascene Dynamic Range CMOS APS Using Dual Sampling"において説明されているような、変化する積分時間を有する2つ以上の相関画像の捕捉と、(3) Sypros Kavadias他によって "On-chip Offset Calibrated Logarithmic Response Image Sensor", 1999 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensors, pp.68-71において、M.Loose他によって "Self-Calibrating Logarithmic CMOS Image Sensor with Single Chip Camera Functionality", 1999 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensors, pp.191-194において、N.Ricquier他によって "Active Pixel CMOS Image Sensor with On-Chip Non-Uniformity Correction", 1995 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensorsにおいて、および、J.Hupperitz他によって "Fast CMOS Imaging with High Dynamic Range", 1997 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensors, pp.1-4において説明されているような、対数伝達関数画素アーキテクチャと、(4) S.Decker他によって "Comparison of CCD and CMOS Pixels for a Wide Dynamic Range Area Imager", 1995 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensorsと、"A 256x256 CMOS Imaging Array with Wide Dynamic Range Pixels and Column-Parallel Digital Output", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol.33, No.12, Dec.1998において従来技術の引例で説明されているような、積分中におけるリセット

ゲートのレベルの変更とを含む。

【0006】Konumaに与えられた米国特許第5,650,643号(Konuma)は、ソリッドステートイメージセンシング素子のダイナミックレンジを拡大するためには使用可能である装置を教示している。Konumaは、積分信号閾値レベルに達するのに要する時間を測定し、これを唯一のセンサ出力として提供するために、比較器と、光検出器に関連したカウンタとを組み込むことによって、有効V_{...} レベルを増加させる手段を示している。比較器入力に供給される信号レベルに光検出器の信号レベルが達するのに要したカウンタクロック周期の数を求めるために、このカウンタを比較器と組み合わせて使用する。その次に、この装置は、光検出器に関連した出力するなわち信号値として、カウンタクロック周期の数だけを提供する。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】Konumaの開示内容は、V_{...} を有効に増加させることによってダイナミックレンジの拡大を実現するが、このアプローチには幾つかの問題点がある。第1に、各画素にカウンタと比較器を備えなければならない場合には、各画素内の素子の個数が非常に多くなり、その結果として、非常に小さいフィルファクタを有する画素、または、非常に大きい画素をもたらすことになる。半導体技術の現状における現在の最小特徴サイズと、小型で低成本のイメージセンサが必要であることとから見て、このアプローチは実際的ではない。

【0008】第2に、各画素の出力は、特定の閾値に達するためには必要な時間に関するカウンタ値であり、かつ、光検出器内で積分される実際の電荷の量に関するアナログ出力値を含まない。このアプローチでは、有効V_{...} レベルが増加するが、有効DRは、カウンタクロックの時間周期または精度と、カウンタのサイズとによって制限されることになる。例えば、カウンタが10ビット又は1024カウントを有する時には、1024のマスタクロック周期を所望の露出時間に当てはめることができれば、ダイナミックレンジは10ビットに拡大される。所望の露出時間が100ミリ秒である場合には、カウンタクロック周期は97.6マイクロ秒より小さくなければならない。DRを20ビットに拡大しようとする場合には、20ビットカウンタが必要であり、100ミリ秒の露出時間のためには10.5MHzより高いカウンタクロック周波数が必要だろう。この例では、10からビットへのDRの拡大は、1000倍速いクロック周波数という要件に結果する。露出時間が減少するにつれて、これに見合った形で、より高速のマスタクロックが必要とされる。例えば、明るい日光の下で屋外で画像を取り込む時に1/60秒(time of 1/60th of a second)の露出時間が望ましいかまたは必要とされる場合には、20ビットを量子化するためには6.3MHzの

マスタクロックが必要とされることになる。一般的な露出条件で高いダイナミックレンジを実現するためには、非常に高速のカウンタクロックが必要であることは明白である。あるいは、カウンタのビット数が多くなればなるほど、これを画素の中に一体化するために、より多くの面積が必要とされ、ますます大きい画素を生じさせる。典型的なカウンタは1ビット当たり4-8個のトランジスタを必要とする。したがって、20ビットのカウンタは80-160個のトランジスタを必要とし、その結果として0.35μmのCMOSプロセスでは40μmより大きい画素サイズをもたらすであろう。これに加えて、このアプローチは、各画素毎に出力値を得るために、イメージセンサ内の全ての画素が、プログラムされた閾値レベルに達することを必要とする。これは、閾値レベルが V_{ext} に近い場合には、光景の暗領域が閾値レベルに達することを可能にするために非常に長い露出時間を必要とするであろう。閾値レベルを非常に低い値にプログラムすることによって、この露出時間を減少させることができるとあるが、これは、光景の中の非常に明るい領域が極度に短時間のうちに閾値レベルに達するので、こうした非常に明るい領域における情報の精度を低下させるであろう。

【0009】第3に、Konumaのアプローチでは、最も明るい光レベルにおいてデータがより多く量子化される。これは、閾値に達するまでの時間から有効光測定値をどのように計算するかを考察することによって、次の等式2に示されている。閾値(V_{ext})に達するのに要する時間量(t_{ext})が分かっており、かつ、測定が行われている時間全体にわたって光源が一定不变であると仮定すると、あらゆる任意の時点(t_m)における光の量を計算することが可能である。増大された有効電圧(V_{ext})の表現式は、次の等式2によって与えられる。

【0010】

【数1】

$$\text{等式2: } V_{ext} = \frac{V_T \cdot t_M}{t_T}$$

【0011】離散系では、時間変数 t_T を、次の等式3に示すように量子化された単位で測定する。

【0012】

【数2】

$$\text{等式3: } t_T = \frac{t_M \cdot cv}{MaxCv}$$

【0013】 cv が量子化整数コード値であり、 $MaxCv$ が、 t_m における cv 値に対応するコード値である場合。値を代入することによって、次の等式4が得られる。

【0014】

【数3】

$$\text{等式4: } V_{ext} = \frac{V_T \cdot MaxCv}{cv}$$

【0015】図2を参照すると、ゼロのコード値(cv)が無限の(infinite)光を意味する。最大である第1の測定可能な量子化は、 $cv = 1$ と $cv = 2$ の間である。8ビット線形系に関する量子化は0.0039であり、これはKonumaによって説明された「閾値に達するまでの時間」を用いる方法における最小の量子化よりも小さい。

【0016】第4に、閾値に達する時間を常時監視するために、画素アレイの外側に单一のカウンタおよび比較器を有する場合には、十分に精細な量子化を実現してダイナミックレンジの増大を得るために十分なだけ小さいサンプリング周波数を有するように、極度に高いレートで各画素を測定しなければならないであろう。例えば、所望の露出時間にわたって10ビットの量子化が必要であり、かつ、イメージセンサ内に100万個の画素が存在すると仮定する。100ミリ秒の所望の露出時間では、各画素を97.65マイクロ秒毎にアクセスし、プログラムされた閾値レベルと対照して測定しなければならない。このことは、97.65マイクロ秒毎に100万個の画素をサンプリングしなければならないということを意味する。このためには、97.65ピコ秒毎に1つの画素、すなわち、10.24GHzの画素サンプリングレートが必要であろう。これを行うための手段は、Konumaによっても、APS装置または他のイメージセンサ装置の分野のどこにおいても、開示されていない。

【0017】最後に、提供される出力は時間である。この出力から入射画像を再構成する(すなわち、信号レベルを求める)ためには、時間値からの乗算によって外挿法によって推定を行わなければならない。このことは、イメージセンサの有効ノイズレベルを悪化させる可能性がある。値 t は、電圧 $v(t)$ が閾値に達するまでの時間を測定するために使用される。信号 $VPD(t)$ は、標準偏差 σ_v を有する幾らかのガウス付加ノイズを伴う、時間の経過に応じた光子の蓄積を表す。当業者は、次の等式5に示すように、拡大された電圧ドメイン(σ_{ext})内のノイズが付加ノイズに関係していることを示すことが可能である。

【0018】

【数4】

$$\text{等式5: } \sigma_{ext} = \frac{2 \cdot \sigma_v \cdot t_M \cdot V_T^2}{t_T \cdot (V_T^2 - \sigma_v^2)}$$

【0019】 t_m が常に t_T よりも大きいならば、 σ_{ext} の値が常に σ_v より大きいということが理解できる。上述の説明から、低ノイズと、小さい画素と、単純で低周波数の読み出しとを維持しながら、増大した V_{ext}

とダイナミックレンジとを提供する装置と、増大した電圧信号の量子化を管理する手段とが、従来技術において依然として必要とされ続けているということが明らかであるはずである。

【0020】従来技術の引例、すなわち、Orly Yadid-Pecht他、"Wide Intrascene Dynamic Range CMOS APS Using Dual Sampling", 1997 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensors; paper#R15 と、O.Pecht 他、"CMOS APS with Autoscaling and Customized Wide Dynamic Range", 1999 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensors と、M.Schantz 他、"256x256 CMOS Imager with Linear Readout and 120dB Dynamic Range", 1999 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensorsによって開示されているような、2つ以上のフレームの取り込みの方法では、異なった積分時間を有する同一の画像または光景の2つ以上のフレームを取り込む場合に、多重読出しが必要であり、各々の読出しのための積分時間が、正確な補間を得るように光景の照度にしたがって選択されなければならない。このことは、積分時間の迅速な選択を容易にするために撮像自動露出システムに複雑性を付加し、当業では現在まで提示されたことがない。さらに、有効信号レベルの複数フレーム出力比較および計算を行うためには、追加のフレームメモリが必要となる。これに加えて、2つのフレームの間に何らかの移動または光景照度の変化がある場合には、このダイナミックレンジ拡大方法は役立たない。

【0021】Sypros Kavadias 他、"On-chip Offset Calibrated Logarithmic Response Image Sensors", 1999 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensors, pp.68-71 と、M.Loose 他、"Self-Calibrating Logarithmic CMOS Image Sensor with Single Chip Camera Functionality", 1999 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensors, p.191-194 と、N.Ricquier 他、"Active Pixel CMOS Image Sensor with On-Chip Non-Uniformity Correction", 1995 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensorsによって説明されているダイナミックレンジ拡大方法を使用して、対数伝達関数を有する画素が実現される。MOSFET副閾値を使用するというアプローチは、非常に高い固定バターンノイズを有する挙動を示す。これを補正するためのアプローチは、追加のシステムメモリ、各画素の個々の閾値トリミング、または、画素1個毎に追加のトランジスタを必要とする。このことは、チップサイズと、システムのコストおよび複雑性とを増大させる。

【0022】J.Huppertz 他、"Fast CMOS Imaging with High Dynamic Range", 1997 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensors, pp.1-4 と、S.Decker 他、"Comparison of CCD and CMOS Pixels

for a Wide Dynamic Range Area Imager", 1995 IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensorsによって説明されているダイナミックレンジ拡大方法の場合は、リセットゲート電圧レベルが、積分中に特定の時間応答に応じてオン状態からオフ状態に変化させられる。この方法では、明画素に関して画素が飽和しないように電荷をスキミング (skimming) してリセットドレインの中に逃すことによって、ダイナミックレンジを拡大する。この方法は、電子シャッターモードで動作するために複雑なタイミングを必要とするという欠点と、個々の信号レベルが電荷のスキミングによるものであるか否か、または、単純に積分信号レベルの合計であるか否かを識別することが困難であるという欠点とを有する。

【0023】上述の説明から、低ノイズと、小さい画素と、単一フレーム読出しと、融通性の高い伝達関数とを維持しながら、ダイナミックレンジの拡大を実現する装置が、従来技術において依然として必要とされているということが明らかにならぬ。

【課題を解決するための手段】本発明によって、従来技術の問題点に対する解決策が提供される。本発明では、CMOSイメージセンサのブルーミング (blooming) 挙動を、光景内ダイナミックレンジ (intrascene dynamic range) の拡大を実現するために使用する。本発明の第1の実施形態は、積分中に光検出器からブルームする電荷を利用する。従来技術の装置では、光検出器の信号レベルは、ブルーミング電荷を除去し廃棄することによって、明領域内で制限される。本発明では、光検出器からブルームする電荷を、光検出器の積分時間とは無関係に制御される時間期間の間に積分し、この収集されたブルーミング電荷を画素の読出しにおける光検出器信号電荷に加える。

【0025】本発明の第2の実施形態は、高い照度レベル下のCMOS APSの読出しに関連した、光レベルの増大に伴って漸減する信号の挙動を利用することによって、ダイナミックレンジの拡大を実現する。これは、リセットとリセットレベル測定との間の異なった経過時間に有する2つのリセットレベルのサンプルを採取し、それによって2つの異なった有効リセットレベル積分時間とを提供することによって行われる。この2つの測定リセットレベルを比較することによって、光検出器の物理的飽和信号を越える、光検出器の有効信号レベルを求めることが可能である。漸減高光信号領域 (diminishing high light signal region) 内または低光標準線形信号領域 (low light standard linear signal region) 内で画素が動作している場合に、この2つのリセット測定レベルの間で求められる差を使用する。この結果に応じて、画素の光検出器の読出しからの電圧出力に対して、異なる伝達関数を適応し、その画素に関する有効信号レ

ベルを与える。その画素上に入射している光が明るく、かつ、上述の2つの測定リセットレベルの間の差が予め決められた閾値を上回る場合には、漸減信号領域に関連した伝達関数を光検出器値の計算に使用する。2つの測定リセットレベルの間の差が予め決められた閾値を越えない場合には、光検出器値を識別するために、標準の線形伝達関数を使用する。これに加えて、画素に関する有効信号レベルまたは入射照度レベルを求めるために、測定された差の値を別個に使用することが可能である。

【0026】本発明によって、能動画素センサ装置のダイナミックレンジを著しく拡大しかつ現在のシステム設計において使用可能である能動画素センサ装置が、X-Yアドレス指定可能MOSイメージセンサ方法および装置によって実現され、この方法および装置は、予め決められた電位レベルに光検出器電位を調整するリセット機構を有する光検出器を複数の画素の中の各画素が有するように複数の画素を有する、X-Yアドレス指定可能MOSイメージセンサを形成する画素アレイを有する半導体MOSセンサと、リセットとリセットレベル測定との間の2つの異なった経過時間を使用して複数のリセットレベルを測定する手段と、これらのリセットレベルの間の差を求めるためにこの測定手段に作動的に接続されている比較回路と、光検出器の有効信号レベルを識別するために使用される予め決められた伝達関数のセットと、光検出器の累積光の範囲に対して上記伝達関数のどれが適用可能であるかを上記差から求める手段とを使用する。検出した差に応答して、光検出器からの電荷の読み出しに対して伝達関数が適用される。これらの伝達関数は、前置光検出器の飽和関数である第1の伝達関数と、後置光検出器の飽和関数である第2の伝達関数とを含む。これらの伝達関数を、同じ行の読み出し期間中に光検出器の2つのリセットレベルに適用する。上記差に対する応答は、一連のディジタル加算とディジタル乗算の適用であることが可能である。上記2つのリセットレベルの間の差を、この差から有効画素信号レベルを計算するために使用する。

【0027】

【発明の実施の形態】本発明の第1の実施形態は、積分中に光検出器からブルームする電荷を収集することを利用する。これを、図1に示す画素を使用して行う。これは、米国特許出願08/800,947でGuidash他によって開示されたものに類似した画素設計である。この画素10は、光検出器12（好ましくはピン結合フォトダイオードPD）と、伝達ゲート（TG）16と、浮動拡散（FD）18と、浮動拡散18上を少なくとも覆う光シールド8と、入力信号トランジスタと、光源浮動拡散18とリセットゲート17とリセットドレイン19とから構成されるリセットトランジスタとを含む。光を光検出器12上に集束させるために、マイクロレンズ6が備えられている。本発明の第1の実施形態の動作を、図

4に示す出力信号伝達関数に結果する、図1の画素10に関する図2、図3のタイミング図の形で示す。

【0028】図2を参照すると、これは光検出器12と浮動拡散18からの電荷が、浮動拡散上の電界ドメイン内で加算され、光検出器と浮動拡散からの組合せ電荷が増幅器22を経由して読み出される、列に基づいて図1に示す画素の動作を示すダイアグラムと、これに関連したタイミングダイアグラムである。画素10は、伝達ゲート16（信号TGで示す）の起動と、リセットゲート17の起動による浮動拡散18の後続のリセットとによって、浮動拡散18に対する光検出器12からの電荷の伝達によってリセットまたは初期化され、このことが浮動拡散18を予め決められた電位にリセットする。初期化またはリセットシーケンスの後で伝達ゲート16がオフにされる時に、時間t1において、光検出器積分時間（t_{integ}）が開始する。光検出器内の過剰な電荷が伝達ゲート領域を通過して浮動拡散18の中にブルームするように、伝達ゲートのオフ状態における静電位は0ボルトより深いレベルにセットされる。光検出器積分時間（t_{integ}）が進行するにつれて、光検出器12は光電子で満たされていく。入射光が明るい場合には、画素内で発生される光電子の個数が光検出器12の容量を超える。この時点で、過剰な電荷が浮動拡散18の中に溢れ出す。電荷が浮動拡散18の中に溢れ出し始める時にリセットゲート17がオンである場合には、この電荷はリセットゲート17領域を通過してリセットドレイン19に運び去られ、同じ予め決められた電位、典型的には、リセットドレイン19の閾値電圧（VDD）より低い閾値電圧で、浮動拡散から出していく。電荷が浮動拡散18の中に溢れ出し始める時にリセットゲート17がオフである場合には、この電位は浮動拡散18の中に収集されることになる。光検出器積分時間中にRGがオフにされている時間の量を、浮動拡散積分時間t_{integ}と呼ぶ。

【0029】所望の光検出器積分時間t_{integ}の終了時点で、光検出器12内の信号電荷が、時間t2において伝達ゲート16をパルスすることによって浮動拡散18に伝達される。その次に、浮動拡散18の信号レベルがSHSによってサンプリングされ、コンデンサC5上に保持される。浮動拡散積分時間t_{integ}中にブルーミング電荷が浮動拡散18上に収集され終わっていない（すなわち、画像の暗領域）場合には、浮動拡散18からのコンデンサC5上の信号電荷は、積分中に光検出器12内で収集された電荷を含む。ブルーミング電荷が浮動拡散18上に既に収集され終わっている場合には、浮動拡散18からのコンデンサC5上の信号電荷は、光検出器積分時間（t_{integ}）中に光検出器12内に収集された電位と、浮動拡散積分時間中に浮動拡散中に収集された電荷とを含む。この浮動拡散積分時間t_{integ}は、リセットゲート17がオフにされる時点から、信号電荷が時

間 τ_2 において光検出器12から伝達される時点までに経過する時間である。浮動拡散積分時間 t_{integ} は、光検出器積分時間 t_{intpd} とは別個にかつ無関係に制御される。

【0030】図2に関して説明した動作の結果として、センサ出力応答は、図4(A)(B)とに示す通りである。出力応答は2つの領域を含む。低い光レベルの場合には、出力応答は線形領域1に従う。光電子の個数が光検出器の容量を超える時には、この電荷は浮動拡散上に収集され、光検出器信号電荷に加算される。この場合には、画素出力応答が領域2に従う。この好ましい実施形態は、図2に示すタイミングによって領域2内で線形応答を実現する。S.Decker他、"A 256x256 CMOS Imaging Array with Wide Dynamic Range Pixels and Column-Parallel Digital Output", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol.33, No.12, Dec.1998によって従来技術の引*

等式6: $V_{eff} = V_{out}$

$$V_{eff} = V_{pdsat} + (V_{out} - V_{pdsat})(t_{pdint}/t_{dint})$$

for $V_{out} < V_{pdsat}$ の場合

for $V_{out} > V_{pdsat}$ の場合

【0033】浮動拡散積分時間 t_{integ} に対する光検出器積分時間 t_{intpd} の比率を大きくすることが可能なので、 V_{eff} を、光検出器の容量によって制限されている信号を著しく越えて増大させることが可能である。したがって、ダイナミックレンジが拡大される。これに加えて、浮動拡散の電荷容量によって決定される最大電圧レベル V_{max} が、浮動拡散の静電容量を制御することによって光検出器の容量の最大電圧レベルよりも高いことが可能である。さらに、領域2から有効信号レベルを求ることなしに、センサ出力信号を直接的に表示することも可能である。さらに、これは、直接的に検出可能な信号電圧範囲の中により大きな入射光源範囲をマッピングし直接的に表示することによって、光景間ダイナミックレンジの拡大を実現する。さらに、 V_{pdsat} のレベルを、伝達ゲート16のオフレベルを所望のレベルに設定することによってプログラムすることが可能である。

【0034】図2に示すタイミングは、光検出器信号と収集されたブルーミング電荷とを含む浮動拡散上の組合せ電荷全体の単一の読み出しを示す。最初に信号が読み出され、その次にリセットが読み出され、その次にリセットレベル測定値が読み出される。これは、相関されていない二重サンプル読み出しがあり、このことは信号に対して一時の(temporal)リセットノイズを加える。2回の読み出しを行うことによって、光検出器信号レベルと浮動拡散ブルーミング電荷レベルとの読み出しを完了することが可能である。これを図3に示す。この仕方で、浮動拡散18上に収集されたブルーミング電荷のレベルを、SHS₁₀にパルス印加することによってサンプルホールドし、これによって、ブルーミング電荷をコンデンサC4上に移し、その次に、RGによって浮動拡散18のリセットを行い、SHRによってリセットレベルをサンプル

* 例で説明されているように、時間に応じて変動するリセットゲート電位レベルを有することによって、非線形応答を生じさせることも可能である。この好ましい実施形態では、領域2内の出力応答は線形であり、その勾配は、浮動拡散積分時間 t_{integ} に依存しかつ正比例している。2つの図(図4(A)(B))が領域2の2つの異なった勾配を示す。図4(A)の浮動拡散積分時間は図4(B)の浮動拡散積分時間よりも短い。したがって、図4(B)の領域2の勾配は図4(A)の領域2の勾配よりも大きい。

【0031】浮動拡散積分時間 t_{integ} が既知なので、画素の有効信号レベルを次の等式6によって求めることができます。

【0032】

【数5】

20 ホールドし、これによってリセットレベルをコンデンサC5に移す。その次に、電荷を光検出器12から浮動拡散18に伝達し、その信号レベルをSHS₁₀によってサンプルホールドし、コンデンサC6上に移す。本発明は、差動増幅器31を介したコンデンサC4上の蓄積ブルーミング電荷とコンデンサC5上のリセットレベルとに関する差分読み出しと、差動増幅器32を介したコンデンサC6上の蓄積信号電荷とコンデンサC5上のリセットレベルとに関する第2の差分読み出しとを想定し、したがって、光検出器信号レベルに関する真の相関した二重サンプリングを実現する。その次に、幾つかの手段によって最後の出力信号を求めることが可能である。こうした手段の1つが、2つの差動増幅器31、32からの信号を別々に読み出して、オフチップ(of f - ch i p)で加算されることが可能な画素1個当たり2つの信号値を提供することである。第2の具体例が、第3の差動増幅器に対する入力として信号を提供し、画素1個当たりの単一レベルとしてその信号を読み出すことによって行われる。電圧ドメインで信号を組み合わせるこの読み出し方法は、さらに、電荷ドメインで信号を組み合わせる場合よりも大きい V_{max} を提供する。これは、浮動拡散が光検出器信号とブルーミング信号とを同時に保持する必要がないからである。したがって、 V_{max} は、全浮動拡散容量と光検出器容量との合計であるように増大させられる。

40 【0035】この方法は、基準リセットレベルに対する画素の差分読み出しを利用するので、画素オフセットノイズがキャンセルされる。これに加えて、画素内に追加の素子を付加することなしにダイナミックレンジが拡大されるので、低コストの消費者向けデジタル撮像用途に関して実際的である小さな画素を用いてダイナミックレ

ンジの拡大を実現することが可能である。このアプローチでは、信号レベルにリセットレベルが相関されていないので、画素読出しノイズがKTCによって増大させられる。これは、一般的に30個未満の電子であり、有効信号レベルにおける利得に比較して小さい。

【0036】本発明の第2の実施形態も、ダイナミックレンジを拡大するためにブルーミング挙動を利用する。CMOS APS装置とPPS装置では、入射光レベルが過剰に明るくなると、信号レベルとリセットレベルとの間の差から求められる出力信号が、光レベルの増大に伴って減少し、最終的には「黒」レベルに達すると見なされる。この漸減信号挙動は、リセット時点とリセットレベルがサンプルホールドされる時点との間に、一般的にセンスノード(sense node)と呼ばれる電圧変換ノードに対する電荷における電荷蓄積の結果として減少するリセットレベルの効果に起因する。これは、4トランジスタAPSの場合には、センスノード上にその間に収集される個別の光検出器からのブルーミング電荷によって、または、3トランジスタAPS画素の場合もしくはPPS画素の場合には、センスノードとしても機能する光検出器内の電子の蓄積によって生じる。修正されない場合には、入力光レベルの減少に起因するこうした漸減信号効果は望ましくないだろう。

【0037】本発明の第2の実施形態において機能すると想定される適切な画素領域の断面図を図6(A)と図8(A)とに概略的に示し、これに対応するタイミング図を図5と図7に示す。図6(A)に示す画素20とこれに対応する図5のタイミング図は、光検出器が電圧変換ノードに対する電荷として働く3トランジスタAPSと、PPS装置との場合に該当する。図8(A)に示す画素30とこれに対応する図7のタイミング図は、電圧変換ノード(浮動拡散38)に対する電荷が光検出器32から分離しており隔離されているAPSの場合に該当する。

【0038】3トランジスタAPS装置とPPS装置との場合である図5と図6(A)を参照すると、RG27がオン/オフバルスされる時に光検出器22をリセットすることによって画素20を初期化する。その後に、光検出器内の信号の積分が始まる。積分が進むにつれて、光検出器22が光電子で完全に満杯になるまで光検出器の静電位VPDが減少する。この時点で、VPDは約0ボルトである。その後に、SHSをストローブすることによって、光検出器22の信号レベルをサンプルホールドする。その後に、光検出器22からの信号の基準レベル差分読出しを提供するために、RG27をストローブすることによって光検出器をリセットする。リセットとリセットレベルのサンプルホールドとの間に経過する時間は、典型的には、数マイクロ秒である。この経過時間中の入射光レベルが低い場合には、リセットレベルは明瞭には変化せず、図6(B)に示すように公称リ

セットレベルRL0に極めて近くなる。この入射光が非常に明るい場合には、センサが入射光からシールドされなければ、リセットレベルが経過時間中に変化する可能性がある。図6(C)に示す例は、光検出器電圧VPDがリセットレベルRLAになることを引き起こす非常に明るい入射光レベルに該当する。出力信号レベルの読出しが信号レベルとリセットレベルとの間の差によって決定され、かつ、最大光検出器レベルがRL0に対してではなくRLAに対して比較されるので、感知される出力信号レベルが減少する。リセットとリセットレベルのサンプルホールドとの間の時間内に光検出器を完全に満杯にするのに十分なだけ入射光レベルが明るい場合には、図6(D)に示すように、光検出器はリセットレベルRLBに達する。この場合には、サンプルホールドされた信号レベルとサンプルホールドされたリセットレベルとの間の差がゼロであり、黒の画像または暗画像を生じさせる。これは、図9(A)と図9(B)に示すように入射光の強さの増大につれて漸減する信号の領域を生じさせる。

【0039】4トランジスタAPS装置の場合に該当する図7と図8(A)を参照すると、同じ効果が生じる。入射光レベルが、光検出器32が満杯になるのに十分な明るさとなり、過剰な電子が溢れ出して浮動拡散38の中に入り込むと、その結果として、リセットレベルと差分読出し信号レベルとが、図5と図6(A)~(D)とに関して説明した仕方と同様の仕方で低下する。

【0040】しかし、この漸減信号レベル効果の測定は、図9(B)に示すように、伝達関数が非常に線形的であり、通常の飽和露出Isatの20,000倍から50,000倍の入射光レベルで黒レベルに達するということを示す。図9(A)では、x軸目盛りが無照度から飽和露出の3倍に延びる。図9(A)では、x軸目盛りによって、飽和前の画素の線形領域の出力応答を認識することが可能である。これは、無照度とIsatとの間の領域である。図4(B)では、無照度からIsatの50,000倍に延びるようx軸目盛りを変更してある。この目盛りでは、飽和領域内のセンサの出力応答を識別することがより容易であるが、図4(A)に示す飽和前の領域を識別することは困難である。飽和領域内のセンサの出力応答では、出力信号が0ボルトに達して黒信号または暗信号として現れるIsatの~50,000倍に達するまで、出力信号が直線的に漸減するか、または、特徴的でありかつ経験的に知られている何らかの他の伝達関数にしたがって漸減する。

【0041】本発明によって提示される新たな着想は、ダイナミックレンジを拡大するように、「有効信号レベル」を求めるために、この漸減信号領域を使用することである。図5と図7とに示すように、この挙動に関する「有効リセット積分時間」は、単純に、電圧変換ノードに対する電荷のリセットの立下がり端と、リセットレベ

ルのサンプルホールドの立下がり端との間の経過時間である。この小さな積分時間中の信号変化を、別々の有効積分時間によってサンプルホールドされる2つのリセットシーケンスを有することによって確かめることが可能である。予め決められた閾値を越える差が2つのリセットレベルの間にある場合には、応答曲線の漸減信号領域内に画素があることが分かる。これを、暗リセットから生じさせられる基準リセットレベルに対して単一のリセットレベルを比較することによって行うことも可能である。応答曲線の漸減信号領域内に画素があると判定した直後に、センサの漸減信号領域によって与えられる特定の測定された伝達関数から、入射照度レベルを求めることが可能である。したがって、無照度から飽和露出の50,000倍までの入射照度レベルを、このセンサによって検出することが可能であり、これによってダイナミックレンジの拡大が得られる。これに加えて、次の等式(7)を使用することによって、2つのリセットレベルの間に測定される差から有効信号レベルを求めることが可能である。

【0042】

【数6】

$$\text{等式7: } V_{\text{eff}} = \Delta V_{\text{reset}} \left(\frac{t_{\text{exp}}}{t_{\text{int}}r} \right) + V_{\text{sat}}$$

ここで $\Delta V_{\text{reset}} = V_{\text{reset dark}} - V_{\text{reset illum.}}$

【0043】ここで、 t_{exp} = 露出時間であり、 t_{int} = 有効リセット積分時間である。飽和領域伝達関数の適用、または、等式(7)で示す通りの有効信号レベルの計算は、システムソフトウェアもしくはハードウェアによってイメージセンサの外部で行うこと、または、アナログドメインもしくはディジタルドメインにおいてセンサ上で行うことも可能である。この着想の一具体例を図10に示してある。図10を参照すると、この図に示すように、リセットとリセットレベルのサンプルホールドとの間の経過時間が互いに異なっている2つのリセットレベルの間に差があるかどうかを求めるために、プログラム可能な閾値を有する比較器を使用する。画素出力信号レベルを、従来技術で説明されている方法に類似した方法で読み取る。サンプルホールドされた光検出器信号レベルを、リセット1に対して示差的に読み出し、Nビット(この例では8ビット)にディジタル化する。その後に、リセット1とリセット2とを入力として有するこの比較器の出力を、伝達関数ビットとして使用する。「ゼロ」の伝達関数ビットが、8ビット光検出器信号レベルをそのまま使用すべきであるということを示す。

「1」の伝達関数ビットが、飽和領域伝達関数を使用して8ビット出力を使用して8ビット光検出器信号レベルを計算すべきであるということを示す。図6(A)に示す画素に関するこの読み出し動作のタイミングも、図10

に示してある。光検出器積分時間が経過し終わると、浮動拡散をリセットし、リセットレベルをサンプルホールドする。これがリセット1であり、経過リセット積分時間1を有する。その次に、PDの変化を浮動拡散に伝達し、信号レベルをサンプルホールドする。その後に、FDをリセットし、リセットレベルをサンプルホールドし、リセット1の経過リセット積分時間とは異なっている経過リセット積分時間2を有するリセット2を得る。

【0044】この動作は、信号レベル読み取り、リセット、リセット1の読み取り、所望の経過時間の間の待機、リセット2の読み取りというシーケンスにおいて読み出しが行われることを除いて、PDがセンスノードとして機能するAPS画素の場合、または、PPS画素の場合と同様の仕方で生じる。これに加えて、リセット1とリセット2との間に予め決められた差が存在するかどうかを調べるために比較器を使用するのではなく、リセットレベルの差の実際値を、(信号-リセット1)の値を求めるために使用する方法と同様の方法で読み出すことも可能である。その後に、この(リセット2-リセット1)の値を、等式(7)を使用して有効信号レベルを求めるために使用することが可能である。8ビットADCを通して、どの値、または、(信号-リセット1)、または、(リセット2-リセット1)を読み出すべきかを決めるためのフラグビットを提供するように、比較を行うことも可能である。

【0045】

【発明の効果】本発明は次の利点を有する。本発明は、僅かな変更を加えるだけで、または、全く変更を加えずに、現行の画素およびセンサーアーキテクチャで容易に使用されることが可能なセンサのダイナミックレンジを拡大することを実現する。高いフィルファクタを有する小さな画素が、40,000× \times 単一フレーム捕捉標準読み出しに対して信号レベルを検出することが可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】光検出器からブルームした電荷を収集することによってダイナミックレンジを拡大する本発明の第1の実施形態の説明図である。

【図2】光検出器の電荷が加算される列に基づいて図1に示す画素の動作を示す説明図と、その関連のタイミング図である。

【図3】光検出器の電荷が加算される列に基づいて図1に示す画素の動作を示す説明図と、その関連のタイミング図である。

【図4】(A)は、線形領域2に向かう小さな傾斜部分に至る短い浮動拡散積分時間有する、図2、図3に示すタイミング図にしたがって作用させられる図1の画素に関する1対の伝達関数を示し、(B)は、線形領域2に向かうより大きな傾斜部分に至る相対的により長い浮動拡散積分時間有する、図2、図3に示すタイミング

図にしたがって作用させられる図1の画素に関する1対の伝達関数を示す。

【図5】図6(A)に示す漸減信号挙動を示すために使用するタイミング図である。

【図6】(A)は、画素の断面図であり、(B)から(D)は、(A)に示す通りの画素に関する漸減信号挙動の効果を示す静電気図である。

【図7】図8(A)に示す漸減信号挙動を示すために使用するタイミング図である。

【図8】(A)は、画素の断面図であり、(B)から(D)は、(A)に示す通りの画素に関する漸減信号挙動の効果を示す静電気図である。

* 【図9】(A)は、漸減信号領域を示す説明図であり、(B)は、漸減信号領域を示す拡大図である。

【図10】サンプルホールドされている画素の出力を示す説明図である。

【符号の説明】

10, 20…画素

12, 22…光検出器

14, 24…基板

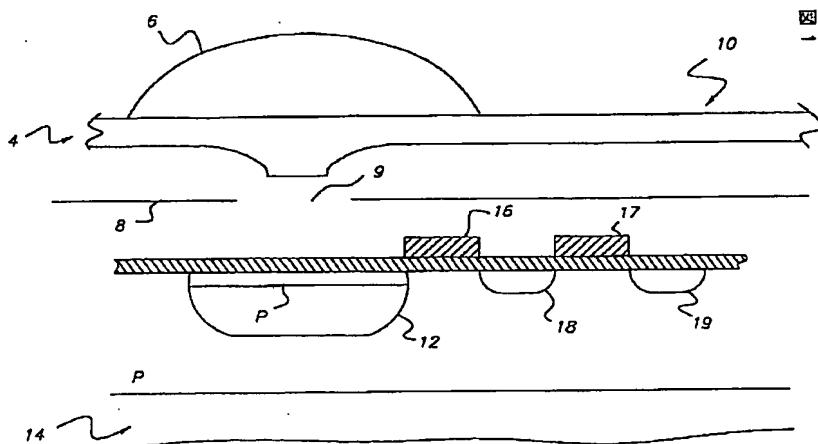
16, 26…伝達ゲート

10 17, 27…リセットゲート

18, 28…浮動拡散

* 19, 29…リセットドレイン

【図1】



【図5】

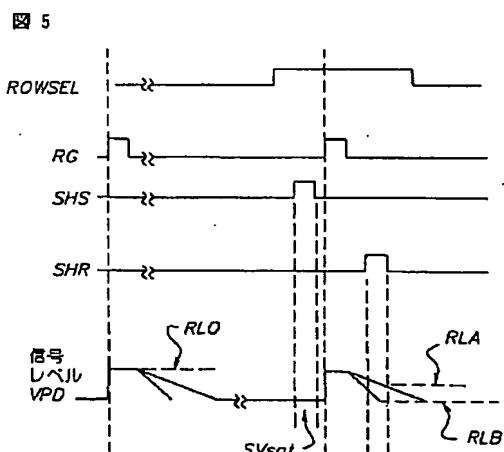
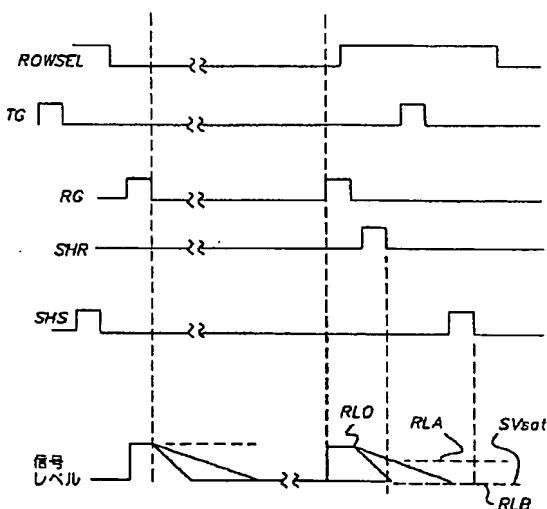
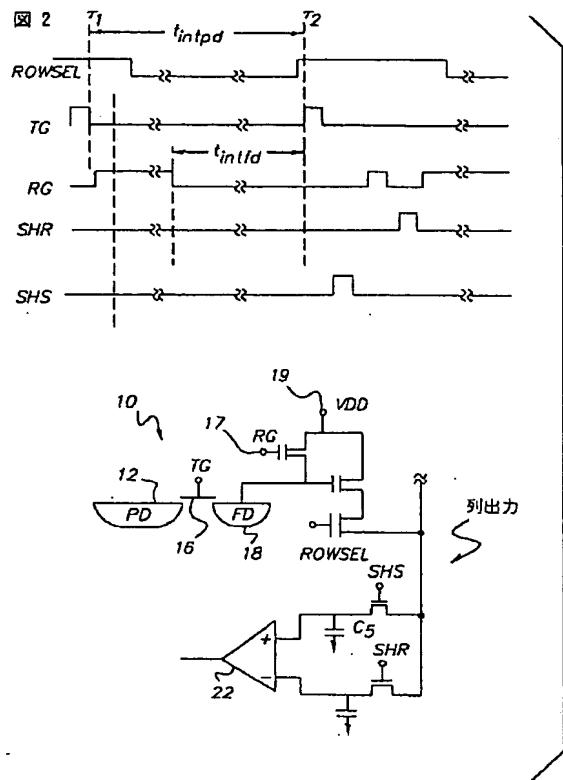


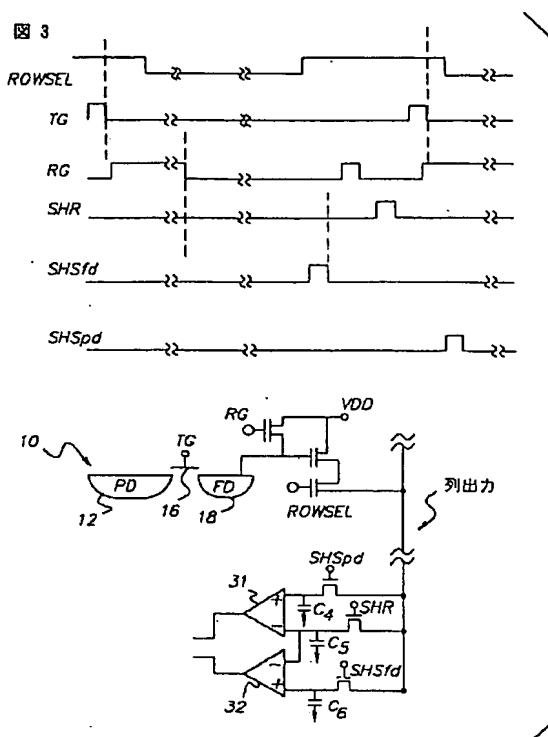
図7



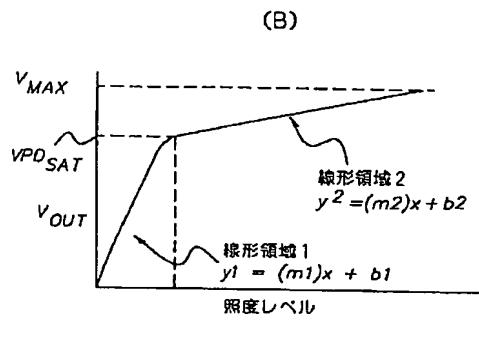
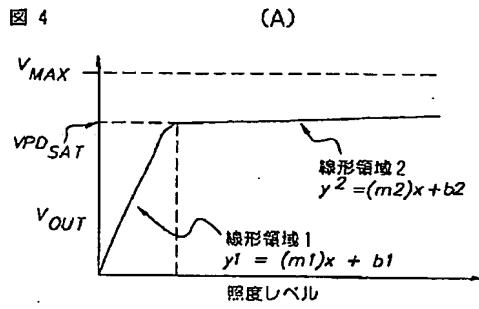
【図2】



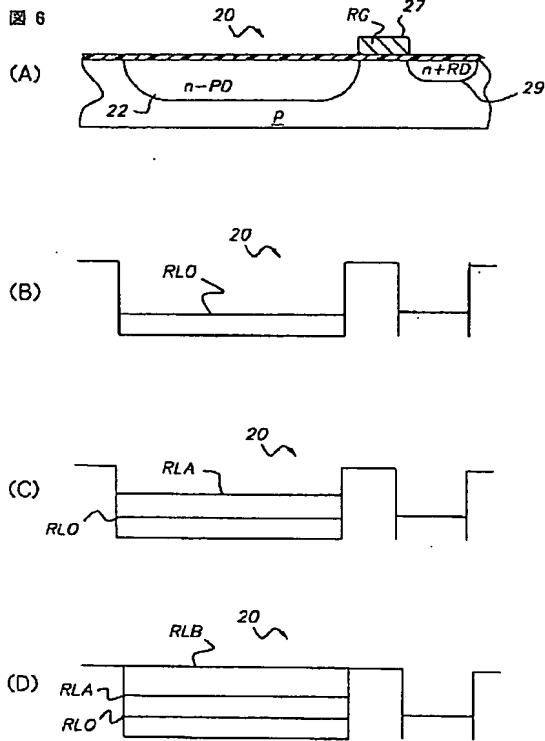
【図3】



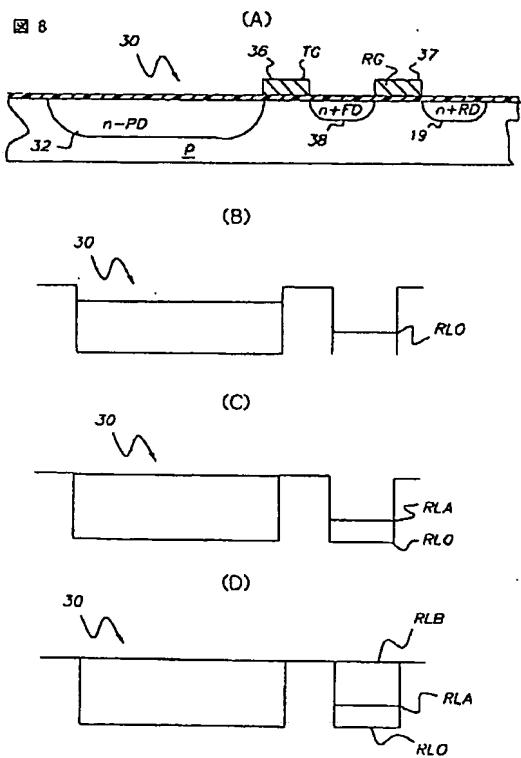
【図4】



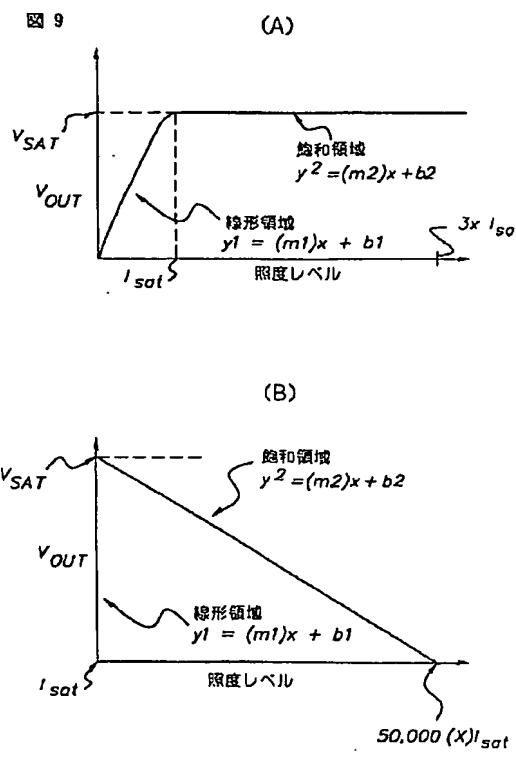
【図6】



【図8】



【図9】



【図10】

